

19 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE

PARIS

11 N° de publication :  
(à n'utiliser que pour les  
commandes de reproduction)

21 N° d'enregistrement national :

51 Int Cl<sup>8</sup> : H 03 G 3/20 , H 03 F 3/189

2 712 751

93 13880

# DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

12

22 Date de dépôt : 19.11.93.

30 Priorité :

43 Date de la mise à disposition du public de la  
demande : 24.05.95 Bulletin 95/21.

56 Liste des documents cités dans le rapport de  
recherche préliminaire : Se reporter à la fin du  
présent fascicule.

60 Références à d'autres documents nationaux  
apparentés :

71 Demandeur(s) : Société dite: THOMSON-CSF  
(Société anonyme) — FR.

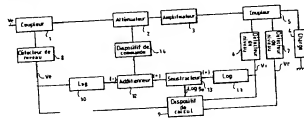
72 Inventeur(s) : Couthouis Daniel et Alalonde Pascal.

73 Titulaire(s) :

74 Mandataire : Lincot Georges.

54 Procédé et dispositif de régulation du gain d'un amplificateur de signaux haute fréquence.

57 Le procédé consiste :  
- à déterminer (9) automatiquement une valeur de gain  
de consigne en fonction des conditions d'exploitation de  
l'amplificateur (3)  
- à mesurer (12) l'écart existant entre l'amplitude du si-  
gnal appliqué à l'entrée de l'amplificateur (3) et celle d'un  
signal obtenu en divisant l'amplitude du signal fourni à la  
sortie de l'amplificateur (3) par la valeur de gain de consigne  
- et à minimiser l'écart existant, en pondérant l'amplitude  
du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur (14, 2) dans  
le sens qui permet de réduire l'écart.  
Application: Emetteur-récepteur radio HF.



FR 2 712 751 - A1



## Procédé et dispositif de régulation du gain d'un amplificateur de signaux haute fréquence

La présente invention concerne un procédé et un dispositif de régulation du gain d'un amplificateur de signaux haute fréquence.

Elle s'applique notamment à la réalisation d'émetteurs récepteurs radiofréquence.

Le problème général qui est posé par l'utilisation d'amplificateurs de puissance fonctionnant dans la gamme des ondes hautes fréquences est d'adapter aux conditions d'exploitation la puissance  $P_s$  du signal appliqué sur la charge de l'amplificateur à la puissance  $P_e$  du signal qui est appliqué à son entrée, le rapport entre ces deux puissances définissant le gain  $G$  de l'amplificateur. Cependant pour modifier le gain  $G$  en fonction des servitudes d'exploitation qui peuvent agir à la fois sur les caractéristiques électriques de la charge et également de la source d'excitation, les divers dispositifs de régulation du gain  $G$  connus ne permettent pas d'optimiser en temps réel la puissance fournie par l'amplificateur lorsque, en fonction des servitudes d'exploitation, la forme d'onde du signal à amplifier varie, le taux d'onde stationnaire à la sortie de l'amplificateur est modifié, la température ambiante évolue ou encore lorsque l'amplificateur est excité en parallèle avec d'autres amplificateurs par une même source d'excitation.

Le but de l'invention est de pallier les inconvénients précités.

A cet effet, l'invention a pour objet un procédé de régulation du gain d'un amplificateur de signaux haute fréquence caractérisé en ce qu'il consiste :

- à déterminer automatiquement une valeur de gain de consigne en fonction des conditions d'exploitation de l'amplificateur
- à mesurer l'écart existant entre l'amplitude du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur et celle d'un signal obtenu en divisant l'amplitude du signal fourni à la sortie de l'amplificateur par la valeur de gain de consigne
- et à minimiser l'écart existant, en pondérant l'amplitude du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur dans le sens qui permet de réduire l'écart.

Elle a également pour objet un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront dans la description qui suit faite en regard des dessins annexés qui représentent :

5 sentent :

- La figure 1 un dispositif amplificateur haute fréquence mettant en oeuvre le procédé de régulation selon l'invention plus particulièrement adapté au réglage du gain en fonction du taux d'onde stationnaire présent sur sa sortie.

10 - La figure 2 une variante de réalisation du dispositif de la figure 1.

- La figure 3 un mode de réalisation du coupleur de sortie du dispositif amplificateur de la figure 1.

Le procédé selon l'invention consiste à définir une valeur de gain de consigne qui tient compte des conditions d'exploitation de l'amplificateur et de l'amplitude en tension du signal d'entrée pour commander un atténuateur en fonction de l'écart existant entre l'amplitude en tension du signal d'entrée et l'amplitude en tension du signal amplifié divisé par la valeur du gain de consigne, de manière à déterminer une valeur d'atténuation pour laquelle l'écart reste compris entre deux valeurs de seuil prédéterminées.

20 En désignant par,  $V_i(t)$  la tension de sortie du dispositif d'amplification,  $V_e(t)$  la tension appliquée à son entrée et par  $g_o$  la valeur du gain de consigne, l'écart  $\varepsilon$  est calculé en effectuant l'opération

$$\frac{V_i}{g_o} - V_e = \varepsilon \quad (1)$$

25 Pour une tension d'entrée et une valeur du gain de consigne déterminées, la réduction de l'écart  $\varepsilon$  est obtenue en agissant sur la tension  $V_i$  délivrée à la sortie du dispositif d'amplification par le biais d'un atténuateur réglable.

30 Dans l'exemple montré à la figure 1 le dispositif représenté 1 comprend reliés dans cet ordre en série, un coupleur 1 de prélèvement d'un signal d'entrée  $v_e$ , un atténuateur variable 2, et un amplificateur 3.

La sortie de l'amplificateur 3 est couplée à une charge 4 par l'intermédiaire d'un coupleur 5. Le coupleur 5 applique par une première sortie le signal incident délivré par l'amplificateur sur la charge 4, et fournit respectivement sur une deuxième et troisième sortie une copie du signal incident et

- du signal réfléchi par la charge 4, celles-ci étant redressées par des détecteurs de niveaux 6, 7 pour former respectivement des signaux redressés  $V_i$  et  $V_r$ . De façon à peu près identique, une copie du signal d'entrée est fournie par le coupleur d'entrée 1 à un détecteur de niveau 8 pour former un
- 5 signal redressé  $V_e$ . Un dispositif de calcul 9, formé par exemple par un microprocesseur convenablement programmé, détermine à partir des signaux redressés  $V_e$ ,  $V_i$  et  $V_r$  une valeur du gain de consigne  $g_0$ . Les logarithmes des valeurs des signaux redressés  $V_e$  et  $V_i$  sont calculés respectivement par deux circuits de calcul logarithmique 10 et 11. Les valeurs obtenues sont appliquées respectivement sur une première entrée d'opérande notée "-" d'un circuit additionneur 12 et sur une première entrée d'opérande notée "+" d'un circuit soustracteur 12. La valeur de gain de consigne  $g_0$  calculée par le dispositif de calcul 9 est appliquée sur la deuxième entrée d'opérande du circuit soustracteur 13. La deuxième entrée d'opérande notée
- 15 "+" du circuit additionneur 12 est reliée à la sortie du circuit soustracteur 13. Ainsi câblés les circuits 10, 11, 12 et 13 permettent d'obtenir à la sortie du circuit additionneur 12 un signal qui mesure le logarithme de l'écart  $\epsilon$  suivant la relation

$$\text{Log} \frac{V_i(t)}{g_0} - \text{Log} V_e = \text{Log} \epsilon \quad (2)$$

- 20 Selon un premier mode de réalisation de l'invention le logarithme de l'écart  $\epsilon$  est intégré sur une période de temps déterminée T par un circuit de commande 14 formé par un circuit intégrateur couplé entre la sortie du circuit additionneur 12 et l'entrée de commande d'un atténuateur variable 2 commandable en tension, de façon à pondérer la valeur de l'atténuateur en
- 25 fonction du signal intégré fourni par l'intégrateur dans le sens qui permet de réduire l'écart  $\epsilon$ .

- Ce premier mode de réalisation de l'invention convient parfaitement pour calculer selon la relation (2) une valeur d'écart  $\text{Log} \epsilon$  lorsque les tensions  $V_i$  et  $V_e$  sont différentes de zéro. Cependant, pour des valeurs de  $V_i$  et
- 30  $V_e$  proches de zéro, les valeurs  $\text{Log} \frac{V_i(t)}{g_0}$  et  $\text{Log} V_0$  tendent théoriquement vers des valeurs très grandes qui rendent impossible la détermination de  $\text{Log} \epsilon$  à l'aide des simples circuits représentés.

- Une solution à ce problème peut consister à substituer à la chaîne des éléments 9, 10, 11, 12 et 13 de la figure 1, la chaîne représentée à la figure 2 où les éléments sont homologues à ceux de la figure 1 sont représentés avec les mêmes références. Suivant ce deuxième mode de réalisation de l'invention le dispositif de calcul de l'écart  $\text{Log } \varepsilon$  n'est plus réalisé

$$\text{Log} \left( \frac{V_i(t)}{g_0} + \alpha \right) - \text{Log} (V_e(t) + \alpha) = \text{Log } \varepsilon \quad (3)$$

- dans laquelle  $\alpha$  représente une valeur de tension constante qui est négligeable devant les valeurs moyennes de  $V_i(t)$  et  $V_e(t)$ . Cette solution permet d'obtenir une limite de  $\text{Log } \varepsilon$  qui tend vers zéro lorsque  $V_i(t)$  et  $V_e(t)$  tendent vers zéro. Ceci est réalisé sur la figure 2 en introduisant deux circuits additionneurs 15 et 16 respectivement aux entrées des circuits logarithmiques 10 et 11 pour additionner d'une part, la tension  $V_e(t)$  à la tension  $\alpha$  et d'autre part, la tension  $\frac{V_i(t)}{g_0}$  à la tension  $\alpha$  en introduisant un circuit multiplieur 17 à la place du soustracteur 13 en sortie du dispositif de calcul 9 pour calculer le produit  $\frac{V_i(t)}{g_0}$ .

- Selon un troisième mode de réalisation de l'invention le circuit de commande 14 et l'atténuateur 2 peuvent respectivement être réalisés de façon connue, à l'aide d'un compteur-décompteur évoluant au rythme d'un signal d'horloge et d'un diviseur à résistances non représentés, le diviseur à résistance étant commandé par le poids binaire du compteur-décompteur, le signal d'horloge étant appliqué sur le compteur-décompteur tant que le logarithme de l'écart  $\varepsilon$  obtenu à la sortie du circuit additionneur 12 est extérieur à deux valeurs de seuil prédéterminées. Le coupleur 5 peut être réalisé de la manière représentée à la figure 2, par deux circuits couplés 18 et 19. Il comporte deux bornes d'entrées A et B et deux bornes de sorties C, D reliées respectivement à la sortie de l'amplificateur 3 et à la charge 4, les bornes B et D étant reliées au circuit de masse M du dispositif.

- Le circuit couplé 18 est formé par deux enroulements dont l'un primaire qui comporte très peu de spires relativement à l'enroulement secondaire, a ses extrémités reliées respectivement aux bornes A et C.

Le circuit couplé 19 est formé par deux enroulements dont l'un primaire qui comporte beaucoup de spires relativement à l'enroulement secondaire, a ses extrémités reliées respectivement aux bornes A et B. L'enroulement secondaire du circuit couplé 19 possède un point milieu qui est relié à une première extrémité de l'enroulement secondaire du circuit couplé 18, la deuxième extrémité étant reliée à la masse M du dispositif par la borne D. Les extrémités de l'enroulement secondaire du circuit couplé 19 sont reliées respectivement au circuit de masse M du dispositif par la borne D par l'intermédiaire de résistances  $R_1$  et  $R_2$ .

En désignant respectivement par  $L_1$  et  $L_2$  les inductances des enroulements secondaires et primaires des circuits couplés 18 et 19, le circuit 18 comprenant l'inductance  $L_1$  prélève par son coefficient de mutuelle induction  $M_1$  et les courants traversant les résistances  $R_1$  et  $R_2$  une information proportionnelle au courant  $I = \frac{U_i - U_r}{Z_0}$  où  $Z_0$  représente l'impédance

de la charge 4 et  $U_i$ ,  $U_r$  les tensions incidentes et réfléchies entre les bornes A et B, respectivement C et D. Le circuit 18 comprenant l'inductance  $L_2$  prélève par son coefficient de mutuelle induction  $M_2$  et les courants traversant les résistances  $R_1$ ,  $R_2$  une information proportionnelle à la tension  $U = U_i + U_r$ .

Dans ce montage le courant  $i_1$  traversant la résistance  $R_1$  est proportionnel à  $U_i$  et vaut  $i_1 = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{M}{L} U_i$  si la relation  $\frac{M_1}{L_1} = \frac{M_2}{L_2} = \frac{M}{L}$  est vérifiée.

De même si la relation (3) est vérifiée le courant  $i_2$  traversant la résistance  $R_2$  est proportionnel à  $U_r$  et vaut  $i_2 = -\frac{1}{Z_0} \cdot \frac{M}{L} U_r$ .

Les tensions  $U_i$  et  $U_r$  ainsi obtenues sont appliquées, après transformation en tension  $V_i$  et  $V_r$  par les détecteurs de niveaux 6 et 7, au dispositif de calcul 9 pour le calcul du taux d'onde stationnaire  $\tau$  en appliquant la relation  $\tau = \frac{U_i - U_r}{U_i + U_r}$ .

Des tables de calcul de gain non représentées mémorisées à l'intérieur du dispositif de calcul 9 permettent d'attribuer à partir du taux d'onde stationnaire  $\tau$  et de la tension  $V_e$ , une valeur du gain de consigne  $g_0$ .

Le même principe vaut également pour attribuer une valeur de gain de consigne en fonction d'autres paramètres que le taux d'onde stationnaire,

comme par exemple la température ou la forme d'onde du signal amplifié, il suffit pour cela de mémoriser des tables correspondantes dans le dispositif de calcul 9.

## REVENDECATIONS

1. Procédé de régulation du gain d'un amplificateur (3) de signaux haute fréquence caractérisé en ce qu'il consiste :

- 5 - à déterminer (9) automatiquement une valeur de gain de consigne en fonction des conditions d'exploitation de l'amplificateur (3)
- à mesurer (12) l'écart existant entre l'amplitude du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur (3) et celle d'un signal obtenu en divisant l'amplitude du signal fourni à la sortie de l'amplificateur (3) par la valeur de gain de consigne
- 10 - et à minimiser l'écart existant, en pondérant l'amplitude du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur (14, 2) dans le sens qui permet de réduire l'écart.

2. Procédé selon la revendication 1 caractérisé en ce qu'il consiste à
- 15 déterminer la valeur du gain de consigne en fonction du taux d'onde stationnaire existant à la sortie de l'amplificateur (3).

3. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 et 2 caractérisé en ce que la mesure de l'écart est déterminé par la relation la forme
- $$\text{Log} \frac{V_i + \alpha}{g_0} - \text{Log } V_e + \alpha = \text{Log } \epsilon \quad \text{où } V_i \text{ et } V_e \text{ correspondant respectivement}$$
- 20 aux tensions à la sortie et à l'entrée de l'amplificateur et  $g_0$  correspond à une valeur de gain de consigne et  $\alpha$  une tension constante négligeable devant les valeurs moyennes de  $V_i$  et  $V_e$ .

4. Dispositif de régulation du gain d'un amplificateur (3) de signaux haute fréquence couplé à une charge (4) caractérisé en ce qu'il comprend
- 25 d'une part, un dispositif de calcul (9) pour déterminer une valeur de gain de consigne en fonction des conditions d'exploitation de l'amplificateur (3) couplé à un dispositif de mesure (10, 11, 12, 13 ; 15, 16, 17) de l'écart existant entre l'amplitude du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur (3) avec celle d'un signal obtenu par division de l'amplitude du signal fourni à la sortie de l'amplificateur (3) par la valeur de gain de consigne et d'autre part, un
- 30 atténuateur (2) commandé en fonction de l'écart mesuré par le dispositif de mesure (12), pour atténuer le signal d'entrée appliqué à l'entrée de l'amplificateur (3) dans le sens qui minimise l'écart mesuré.

5. Dispositif selon la revendication 4 caractérisé en ce qu'il comprend un coupleur (5) interposé entre la sortie de l'amplificateur (3) et la charge (4) pour appliquer à l'entrée du dispositif de calcul (8) une valeur correspondant à l'onde de tension directe fournie par l'amplificateur (3) à la charge (4) et une valeur correspondant à l'onde de tension réfléchie  $V_r$  et en ce que le dispositif de calcul (9) est programmé pour calculer le taux d'onde stationnaire à la sortie de l'amplificateur et calculer le gain de consigne  $g_0$  en fonction du taux d'onde stationnaire.

6. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 4 et 5 caractérisé en ce que l'atténuateur est commandé en tension par la sortie du circuit de commande (14).

7. Dispositif selon la revendication 6 caractérisé en ce que le circuit de commande (13) est formé par un circuit intégrateur.

8. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 4 et 5 caractérisé en ce que l'atténuateur est formé par un diviseur à résistance commandé par un circuit de commande (14) formé par un compteur-décompteur tant que l'écart mesuré est supérieur à une valeur de seuil prédéterminée.

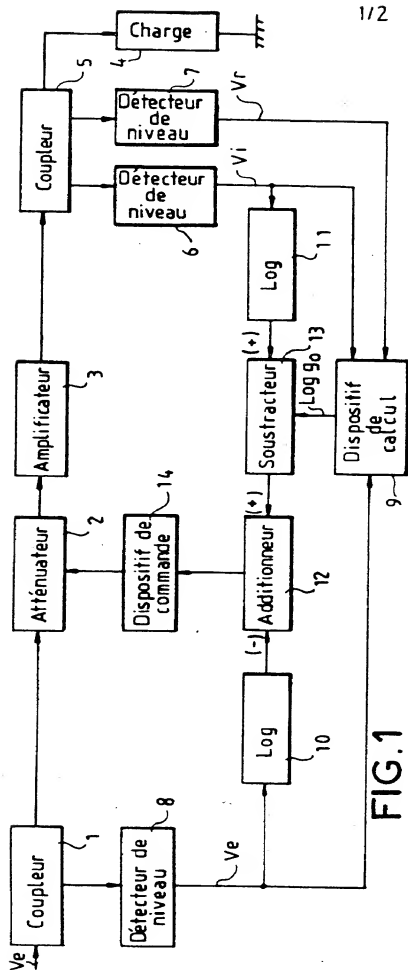


FIG. 1

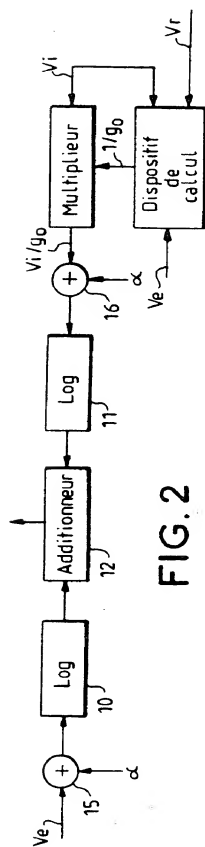


FIG. 2

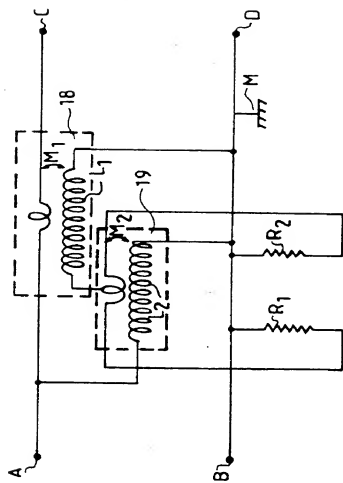


FIG. 3

2712751

INSTITUT NATIONAL.

## RAPPORT DE RECHERCHE PRELIMINAIRE

N° d'enregistrement  
national

de la  
**PROPRIETE INDUSTRIELLE**

établi sur la base des dernières revendications déposées avant le commencement de la recherche

FA 494824  
FR 9313880

[illegible]